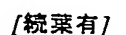
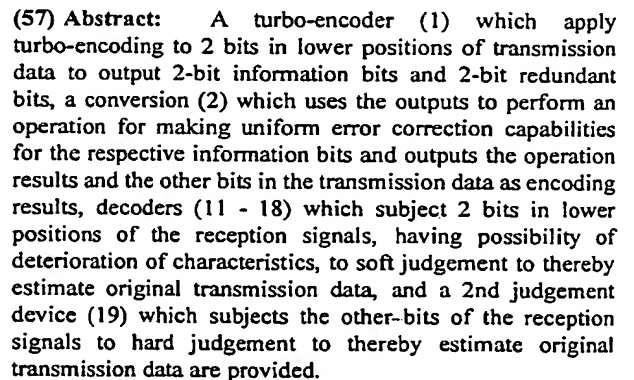


1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100 101 102 103 104 105 106 107 108 109 110 111 112 113 114 115 116 117 118 119 120 121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140 141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156 157 158 159 160 161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180 181 182 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196 197 198 199 200 201 202 203 204 205 206 207 208 209 210 211 212 213 214 215 216 217 218 219 220 221 222 223 224 225 226 227 228 229 230 231 232 233 234 235 236 237 238 239 240 241 242 243 244 245 246 247 248 249 250 251 252 253 254 255 256 257 258 259 260 261 262 263 264 265 266 267 268 269 270 271 272 273 274 275 276 277 278 279 280 281 282 283 284 285 286 287 288 289 290 291 292 293 294 295 296 297 298 299 300 301 302 303 304 305 306 307 308 309 310 311 312 313 314 315 316 317 318 319 320 321 322 323 324 325 326 327 328 329 330 331 332 333 334 335 336 337 338 339 340 341 342 343 344 345 346 347 348 349 350 351 352 353 354 355 356 357 358 359 360 361 362 363 364 365 366 367 368 369 370 371 372 373 374 375 376 377 378 379 380 381 382 383 384 385 386 387 388 389 390 391 392 393 394 395 396 397 398 399 400 401 402 403 404 405 406 407 408 409 410 411 412 413 414 415 416 417 418 419 420 421 422 423 424 425 426 427 428 429 430 431 432 433 434 435 436 437 438 439 440 441 442 443 444 445 446 447 448 449 450 451 452 453 454 455 456 457 458 459 460 461 462 463 464 465 466 467 468 469 470 471 472 473 474 475 476 477 478 479 480 481 482 483 484 485 486 487 488 489 490 491 492 493 494 495 496 497 498 499 500 501 502 503 504 505 506 507 508 509 510 511 512 513 514 515 516 517 518 519 520 521 522 523 524 525 526 527 528 529 530 531 532 533 534 535 536 537 538 539 540 541 542 543 544 545 546 547 548 549 550 551 552 553 554 555 556 557 558 559 560 561 562 563 564 565 566 567 568 569 570 571 572 573 574 575 576 577 578 579 580 581 582 583 584 585 586 587 588 589 590 591 592 593 594 595 596 597 598 599 600 601 602 603 604 605 606 607 608 609 610 611 612 613 614 615 616 617 618 619 620 621 622 623 624 625 626 627 628 629 630 631 632 633 634 635 636 637 638 639 640 641 642 643 644 645 646 647 648 649 650 651 652 653 654 655 656 657 658 659 660 661 662 663 664 665 666 667 668 669 670 671 672 673 674 675 676 677 678 679 680 681 682 683 684 685 686 687 688 689 690 691 692 693 694 695 696 697 698 699 700 701 702 703 704 705 706 707 708 709 710 711 712 713 714 715 716 717 718 719 720 721 722 723 724 725 726 727 728 729 730 731 732 733 734 735 736 737 738 739 740 741 742 743 744 745 746 747 748 749 750 751 752 753 754 755 756 757 758 759 760 761 762 763 764 765 766 767 768 769 770 771 772 773 774 775 776 777 778 779 780 781 782 783 784 785 786 787 788 789 790 791 792 793 794 795 796 797 798 799 800 801 802 803 804 805 806 807 808 809 810 811 812 813 814 815 816 817 818 819 820 821 822 823 824 825 826 827 828 829 830 831 832 833 834 835 836 837 838 839 840 841 842 843 844 845 846 847 848 849 850 851 852 853 854 855 856 857 858 859 860 861 862 863 864 865 866 867 868 869 870 871 872 873 874 875 876 877 878 879 880 881 882 883 884 885 886 887 888 889 890 891 892 893 894 895 896 897 898 899 900 901 902 903 904 905 906 907 908 909 910 911 912 913 914 915 916 917 918 919 920 921 922 923 924 925 926 927 928 929 930 931 932 933 934 935 936 937 938 939 940 941 942 943 944 945 946 947 948 949 950 951 952 953 954 955 956 957 958 959 960 961 962 963 964 965 966 967 968 969 970 971 972 973 974 975 976 977 978 979 980 981 982 983 984 985 986 987 988 989 990 991 992 993 994 995 996 997 998 999 1000 1001 1002 1003 1004 1005 1006 1007 1008 1009 1010 1011 1012 1013 1014 1015 1016 1017 1018 1019 1020 1021 1022 1023 1024 1025 1026 1027 1028 1029 1030 1031 1032 1033 1034 1035 1036 1037 1038 1039 1040 1

(10) 国際公開番号  
WO 01/33719 A1

- [続葉有]

(54) 発明の名称: 通信装置および通信方法



**WO 01/33719 A1**



(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

---

(57) 要約:

送信データの下位2ビットに対してターボ符号化を行うことにより、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットとを出力するターボ符号器(1)と、その出力を用いて各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と送信データにおけるその他のビットとを符号化結果として出力するコンバージョン(2)と、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行うことにより、元の送信データを推定する復号器(11~18)と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、元の送信データを推定する第2の判定器(19)を備える。

## 明 細 書

## 通信装置および通信方法

## 5 技術分野

本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置および通信方法に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置、および通信方法に関するものである。ただし、本発明は、DMT変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

## 15 背景技術

以下、従来の通信方法について説明する。たとえば、SS (Spread Spectrum) 方式を用いた広帯域CDMA (W-CDMA : Code Division Multiple Access) においては、畳込み符号の性能を大きく上回る誤り訂正符号として、ターボ符号が提案されている。このターボ符号は、情報系列にインタリーブを施した系列を既知の符号化系列と並列に符号化するもので、シャノン限界に近い特性が得られると言われており、現在最も注目されている誤り訂正符号の1つである。上記W-CDMAにおいては、誤り訂正符号の性能が、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大きく左右するため、ターボ符号の適用により伝送特性を大幅に向上させることができる。

25 ここで、上記ターボ符号を用いた従来の通信装置の送信系および受信系の動作を具体的に説明する。第8図は、送信系において使用されるターボ符号器の構成

を示す図である。第8図(a)において、101は情報系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、102はインタリーバであり、103はインタリーバ102により入れ替え後の情報系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。第

5 8図(b)は、第1の再帰的組織畳込み符号化器101および第2の再帰的組織畳込み符号化器103の内部構成を示す図であり、2つの再帰的組織畳込み符号化器は、それぞれ冗長ビットのみを出力する符号化器である。また、上記ターボ符号器で用いられるインタリーバ102では、情報ビット系列をランダムに入れ替える処理を行う。

10 上記のように構成されるターボ符号器では、同時に、情報ビット系列： $x_1$ と、第1の再帰的組織畳込み符号化器101の処理により前記情報ビット系列を符号化した冗長ビット系列： $x_2$ と、第2の再帰的組織畳込み符号化器103の処理によりインタリーブ処理後の情報ビット系列を符号化した冗長ビット系列： $x_3$ と、を出力する。

15 第9図は、受信系において使用されるターボ復号器の構成を示す図である。第9図において、111は受信信号： $y_1$ と受信信号： $y_2$ とから対数尤度比を算出する第1の復号器であり、112および116は加算器であり、113および114はインタリーバであり、115は受信信号： $y_1$ と受信信号： $y_3$ とから対数尤度比を算出する第2の復号器であり、117はデインタリーバであり、118

20 は第2の復号器115の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する判定器である。なお、受信信号： $y_1$ 、 $y_2$ 、 $y_3$ は、それぞれ前記情報ビット系列： $x_1$ 、冗長ビット系列： $x_2$ 、 $x_3$ に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

上記のように構成されるターボ復号器では、まず、第1の復号器111が、受

25 信信号： $y_{1k}$ と受信信号： $y_{2k}$ から、対数尤度比： $L(U_k)$ を算出する( $k$ は時刻を表す)。このとき、対数尤度比： $L(U_k)$ は、以下のように表すことができ

る。

$$L(u_k) = y_{1k} + L_a(u_k) + L_e(u_k)$$

$$= L_n \frac{\Pr(x_{1k}' = 1 | \{Y\})}{\Pr(x_{1k}' = 0 | \{Y\})} \dots \dots (1)$$

なお、 $L_e(U_k)$  は外部情報を表し、 $L_a(U_k)$  は1つ前の外部情報である  
事前情報を表し、 $P_r(x_{1k}' = 1 | \{Y\})$  は、受信信号の全系列  $\{Y\}$  を受け  
5 取った状態で推定される推定情報ビット： $x_{1k}'$  が1である確率を表し、 $P_r(x_{1k}'$   
 $= 0 | \{Y\})$  は、全系列  $\{Y\}$  を受け取った状態で推定される推定情報ビッ  
ト： $x_{1k}'$  が0である確率を表す。すなわち、(1)式では、推定情報ビット：  
 $x_{1k}'$  が0である確率に対する推定情報ビット： $x_{1k}'$  が1である確率を求めるこ  
ととなる。

10 つぎに、加算器112では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号  
器115に対する外部情報を算出する。外部情報： $L_e(U_k)$  は、上記(1)に  
基づいて、以下のように表すことができる。

$$L_e(U_k) = L(U_k) - y_{1k} - L_a(U_k) \dots (2)$$

ただし、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(U$   
15  $) = 0$ である。

つぎに、インタリーブ113および114では、受信信号： $y_{1k}$  と外部情報：  
 $L_e(U_k)$  を、受信信号： $y_3$ の時刻にあわせるために、信号の並べ替えを行う。  
そして、第2の復号器115では、第1の復号器111と同様に、受信信号： $y_1$   
と受信信号： $y_3$ 、および先に算出しておいた外部情報： $L_e(U_k)$  に基づいて、  
20 対数尤度比： $L(U_k)$  を算出する。その後、加算器116では、加算器112と  
同様に、(2)式を用いて、外部情報： $L_e(U_k)$  を算出する。このとき、デ  
インタリーブ117にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $L_a(U_k)$  として

前記第1の復号器111にフィードバックされる。

最後に、ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、判定器118が、この対数尤度比に基づいて判定を行い、もとの情報ビット系列を推定する。具体的

5 的にいうと、たとえば、対数尤度比が " $L(U_k) > 0$ " であれば、推定情報ビット： $x_{ik}$  を1と判定し、" $L(U_k) \leq 0$ " であれば、推定情報ビット： $x_{ik}$  を0と判定する。

このように、従来の通信方法においては、誤り訂正符号として、ターボ符号を適用することにより、変調方式の多値化に応じて信号点間距離が近くなるような

10 場合においても、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大幅に向上させることが可能となり、既知の畳込み符号よりも優れた特性を得ていた。

しかしながら、上記、従来の通信方法においては、高精度な誤り訂正を行うため、送信側にて、すべての情報系列に対してターボ符号化を実施し、さらに、受信側にて、符号化されたすべての信号を復号し、その後、軟判定を行っている。

15 具体的にいうと、たとえば、16QAMであれば4ビットのすべてのデータ(0000~1111：4ビットコンスタレーション)に対して、256QAMであれば8ビットのすべてのデータに対して、判定を行うことになる。したがって、上記のように、すべてのデータの判定を行う従来の通信方法を実施した場合、通信装置では、多値化に応じて符号器および復号器の計算量が増大する、という問

20 題があった。

従って、本発明は、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式を用いたすべての通信に適用可能とし、さらに、多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現可能な通信装置、および通信方法を提供することを目的としてい

25 る。

## 発明の開示

本発明にかかる通信装置にあつては、誤り訂正符号として、ターボ符号を採用する構成とし、送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段（後述する実施の形態のターボ符号器1に相当）と、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算手段（コンバージョン2に相当）と、受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号手段（第1の復号器11、加算器12に相当）と、さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号手段からの軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段（第2の復号器15、インタリーブ13、14、加算器16、デインタリーブ17に相当）と、前記第1の復号手段と前記第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定手段（第1の判定器18に相当）と、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段（第2の判定器19に相当）と、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置において、前記ターボ符号化手段は、インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段（デインタリーブ25に相当）を備え、前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、リードソロモン符号とターボ符号と

を併用することとし、送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする。

5 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備える構成とし、前記符号器が、複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記各情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタリーブ処理後の各情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号  
10 化手段（ターボ符号器1に相当）と、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行う演算手段（コンバージョン2に相当）と、を備え、前記演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力することを特徴とする。

15 つぎの発明にかかる通信装置において、前記ターボ符号化手段は、前記第2の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理手段（デインタリーバ25に相当）を備え、前記各情報ビットと、前記第1の冗長ビットと、前記デインタリーブ処理後の第2の冗長ビットと、の時刻を合わせて出力することを特徴とする。

20 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備える構成とし、前記符号器が、複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタリーブ処理後の  
25 情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段を備え、前記各情報ビットと、前記第1および第2の冗長ビットに加えて、前



記送信データにおけるその他のビットを符号化結果として出力することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施することを  
5 特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、ターボ符号化された受信信号を軟判定により復号する復号器を備える構成とし、前記復号器が、前記受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと、畳込み符号化された第1の冗長ビットと、を抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行う第1の復号手段（第1の復号器11、加算器12に相当）と、前記受信信号における所定数の下位ビットから、前記符号器側の出力数に応じた情報ビットと、前記第1の冗長ビットと異なる方法で畳込み符号化された第2の冗長ビットと、を抽出し、その後、抽出結果と、前記第1の復号手段からの軟判定出力に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段（第2の復号器15、インタリーバ13、14、加算器16、デインタリーバ17に相当）と、前記第1の復号手段と第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定手段（第1の判定器18に相当）と、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段（第2の判定器19に相当）と、を  
10  
15  
20 備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、送信側がリードソロモン符号とターボ符号とを併用している場合、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号  
25 することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信方法にあつては、送信データにおける所定数の下位ビ

ットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化ステップと、前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算ステップと、受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（ない場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号ステップと、さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号ステップにおける軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力とする第2の復号ステップと、前記第1の復号ステップと前記第2の復号ステップによる軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号ステップによる軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定ステップと、前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定ステップと、を含むことを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信方法において、前記ターボ符号化ステップにあつては、インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理ステップを含み、前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信方法にあつては、リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする。

## 25 図面の簡単な説明

第1図は、本発明にかかる通信装置で使用される符号器および復号器の構成を

示す図であり、第2図は、本発明にかかる通信装置の送信系の構成を示す図であり、第3図は、本発明にかかる通信装置の受信系の構成を示す図であり、第4図は、マルチキャリア変復調方式におけるトーン構成と4ビットコンスタレーションに適用可能な符号器の構成を示す図であり、第5図は、各種ディジタル変調の  
5 信号点配置を示す図であり、第6図は、ターボ符号器1の回路構成を示す図であり、第7図は、ビット誤り率の差を示す図であり、第8図は、従来のターボ符号器の構成を示す図であり、第9図は、従来のターボ復号器の構成を示す図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

10 以下に、本発明にかかる通信装置および通信方法の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

第1図は、本発明にかかる通信装置で使用される符号器（ターボ符号器とコンバージョンの組み合わせ）、および復号器（ターボ復号器と硬判定器の組み合わせ）の構成を示す図であり、詳細には、第1図（a）が本実施の形態における符号器の構成を示す図であり、第1図（b）が復号器の構成を示す図である。本実施の形態における通信装置においては、上記符号器および復号器の両方の構成を備えることとし、高精度なデータの誤り訂正能力をもつことにより、データ通信および音声通信において優れた伝送特性を得る。なお、本実施の形態においては、  
15 説明の便宜上、上記両方の構成を備えることとしたが、たとえば、2つのうちの符号器だけを備える送信機を想定することとしてもよいし、一方、復号器だけを備える受信機を想定することとしてもよい。

また、第1図（a）の符号器において、1は誤り訂正符号としてターボ符号を採用することによりシャノン限界に近い性能を得ることが可能なターボ符号器であり、2はターボ符号器1から受け取るデータを転換するコンバージョンであり、  
25 たとえば、ターボ符号器2では、2ビットの情報ビットの入力に対して、2ビッ

トの情報ビットと2ビットの冗長ビットを出力し、コンバージョン2では、受け取った4ビットのデータに対して、受信側において各情報ビットに対する訂正能力が均一になるような演算を行う。

一方、第1図(a)の復号器において、11は受信信号： $Lcy$ （後述の受信信号： $v_0, v_1, w_0, w_1$ に相当）から対数尤度比を算出する第1の復号器であり、12および16は加算器であり、13および14はインタリーブであり、15は受信信号： $Lcy$ （後述の受信信号： $v_0, v_1, w_0, w_1$ に相当）から対数尤度比を算出する第2の復号器であり、17はデインタリーブであり、18は第2の復号器15の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第1の判定器であり、19は $Lcy$ （後述の受信信号： $v_2, \dots, w_2, \dots$ に相当）を硬判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第2の判定器である。

ここで、上記符号器および復号器の動作を説明する前に、本発明にかかる通信装置の基本動作を図面に基づいて簡単に説明する。たとえば、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式を用いて、データ通信を行う有線系デジタル通信方式としては、既設の電話回線を使用して数メガビット/秒の高速デジタル通信を行うADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) 通信方式、およびHDSL (high-bit-rate Digital Subscriber Line) 通信方式等のxDSL通信方式がある。なお、この方式は、ANSIのT1.413等において標準化されている。以降、本実施の形態の説明については、たとえば、上記ADSLに適応可能な通信装置を用いることとする。

第2図は、本発明にかかる通信装置の送信系の構成を示す図である。第2図において、送信系では、送信データをマルチプレックス/シンクコントロール（図示のMUX/SYNC CONTROLに相当）41にて多重化し、多重化された送信データに対してサイクリックリダンダンシィチェック（CRC：Cyclic redundancy checkに相当）42、43にて誤り検出用コードを付加し、さらに、フォワードエラーレクション（SCRAM&FECに相当）44、45にてFEC用コードの付加およびス

クランブル処理を行う。

なお、マルチプレックス／シンクコントロール 41 から、トーンオーダリング 49 に至るまでには 2 つの経路があり、一つはインタリーブ (INTERLEAVE) 46 が含まれるインタリーブドデータバッファ (Interleaved Data Buffer) 経路であり、もう一方はインタリーブ 46 を含まないファーストデータバッファ (Fast Data Buffer) 経路であり、たとえば、インタリーブ処理を行うインタリーブドデータバッファ経路の方の遅延が大きくなる。

その後、送信データは、レートコンバータ (RATE-CONVERTOR に相当) 47、48 にてレートコンバート処理を行い、トーンオーダリング (TONE ORDERING に相当) 49 にてトーンオーダリング処理を行う。そして、トーンオーダリング処理後の送信データに基づいて、コンスタレーションエンコーダ／ゲインスケールリング (CONSTELLATION AND GAIN SCALLNG に相当) 50 にてコンスタレーションデータを作成し、逆高速フーリエ変換部 (IFFT: Inverse Fast Fourier transform に相当) 51 にて逆高速フーリエ変換を行う。

最後に、インプットパラレル／シリアルバッファ (INPUT PARALLEL/SERIAL BUFFER に相当) 52 にてフーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、アナログプロセッシング／ディジタルーアナログコンバータ (ANALOG PROCESSING AND DAC に相当) 53 にてディジタル波形をアナログ波形に変換し、フィルタリング処理を実行後、送信データを電話回線上に送信する。

第 3 図は、本発明にかかる通信装置の受信系の構成を示す図である。第 3 図において、受信系では、受信データ (前述の送信データ) に対し、アナログプロセッシング／アナログーディジタルコンバータ (図示の ANALOG PROCESSING AND ADC に相当) 141 にてフィルタリング処理を実行後、アナログ波形をディジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザ (TEQ に相当) 142 にて時間領域の適応等化処理を行う。

時間領域の適応等化処理が実行されたデータについては、インプットシリアル

／パラレルバッファ（INPUT SERIAL / PARALLEL BUFFER に相当） 1 4 3 にてシリアルデータからパラレルデータに変換され、そのパラレルデータに対して高速フーリエ変換部（FFT : Fast Fourier transform に相当） 1 4 4 にて高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザ（FEQ に相当） 1 4 5 にて周波数領域の適応等化処理を行う。

そして、周波数領域の適応等化処理が実行されたデータについては、コンスタレーションデコーダ／ゲインスケーリング（CONSTELLATION DECODER AND GAIN SCALLNG に相当） 1 4 6 およびトーンオーダリング（TONE ORDERRING に相当） 1 4 7 にて行われる複合処理（最尤複合法）およびトーンオーダリング処理により、  
10 シリアルデータに変換される。その後、レートコンバータ（RATE-CONVERTOR に相当） 1 4 8, 1 4 9 によるレートコンバート処理、デインタリーブ（DEINTERLEAVE に相当） 1 5 0 によるデインタリーブ処理、フォワードエラーコレクション（DESCRAM&FEC に相当） 1 5 1, 1 5 2 による F E C 処理およびデスクランブル処理、およびサイクリックリダンダンシィチェック（cyclic redundancy check  
15 に相当） 1 5 3, 1 5 4 による巡回冗長検査等の処理が行われ、最終的にマルチプレックス／シンクコントロール（MUX/SYNC CONTROL に相当） 1 5 5 から受信データが再生される。

上記に示すような通信装置においては、受信系と送信系においてそれぞれ 2 つの経路を備え、この 2 つの経路を使い分けることにより、またはこの 2 つの経路  
20 を同時に動作させることにより、低伝送遅延および高レートのデータ通信を実現可能としている。

なお、上記のように構成される通信装置においては、第 1 図（a）に示す符号器が、上記送信系におけるコンスタレーションエンコーダ／ゲインスケーリング  
50 に位置付けられ、第 1 図（b）に示す復号器が、上記受信系におけるコンスタレーションデコーダ／ゲインスケーリング 1 4 6 に位置付けられる。

以下、本実施の形態における符号器（送信系）および復号器（受信系）の動作

を図面にしたがって詳細に説明する。まず、第1図(a)に示す符号器の動作について説明する。第4図は、マルチキャリア変復調方式におけるトーン構成((a)参照)と、4ビットコンスタレーションに適用可能な符号器の構成((b)参照)を示す図である。なお、本実施の形態では、第4図(a)に示すように、多値直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)として、たとえば、16QAM方式を採用し、さらにマルチキャリアのうちの2つのトーンについて符号化を行う。また、本実施の形態の符号器においては、すべての入力データに対してターボ符号化を実行する従来技術と異なり、第4図(b)に示すように、下位2ビットの入力データに対してターボ符号化を実施し、他の上位ビットについては入力データをそのままの状態で出力する。

ここで、下位2ビットの入力データについてのみターボ符号化を実行する理由を説明する。第5図は、各種デジタル変調の信号点配置を示す図であり、具体的にいうと、第5図(a)が4相PSK(Phase Shift Keying)方式の信号点配置であり、(b)が16QAM方式の信号点配置であり、(c)が64QAM方式の信号点配置である。

たとえば、上記すべての変調方式の信号点配置において、受信信号点がaまたはbの位置である場合、通常、受信側では、軟判定により情報ビット系列(送信データ)として最も確からしいデータを推定する。すなわち、受信信号点との距離が最も近い信号点を送信データとして判定することになる。しかしながら、このとき、たとえば、第5図を用いて受信信号点aおよびbに着目すると、いずれの場合(第5図(a)(b)(c)に相当)においても、受信信号点到最も近い4点の下位2ビットが、(0, 0)(0, 1)(1, 0)(1, 1)であることがわかる。そこで、本実施の形態においては、特性が劣化する可能性のある4つの信号点(信号点間距離が最も近い4点)の下位2ビットに対して、優れた誤り訂正能力をもつターボ符号化を実施し、受信側で軟判定を行う。一方、特性が劣化する可能性の低いその他の上位ビットは、そのままの状態で出力し、受信側で

硬判定を行う構成とした。ただし、情報ビット系列  $u_3, u_4, u_5, u_6$  については、それぞれ  $v_2, v_3, w_2, w_3$  に対応する。

これにより、本実施の形態においては、多値化に伴って劣化する可能性のある特性を向上させることができ、さらに、受信信号の下位2ビットに対してのみターボ符号化を実施するため、すべてのビットをターボ符号化の対象とする従来技術と比較して、演算量を大幅に削減することができる。

続いて、入力された下位2ビットの送信データ： $u_1, u_2$  に対してターボ符号化を実施する第4図(b)に示すターボ符号器1の動作について説明する。第6図は、ターボ符号器1の回路構成を示す図である。第6図において、21は第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、22および23は、インタリーブであり、24は第2の再帰的組織畳込み符号化器であり、25はデインタリーブである。ターボ符号器1では、同時に、情報系列に相当する送信データ： $u_{1k}, u_{2k}$  と ( $k$  は時刻を表す)、第1の再帰的組織畳込み符号化器21の処理により前記送信データを符号化した冗長データ： $u_{ak}$  と、第2の再帰的組織畳込み符号化器24の処理によりインタリーブ処理後の送信データを符号化し、その後、デインタリーブ処理により元の時刻に合わせた冗長データ： $u_{bk}$  と、を出力する。

このように、本実施の形態においては、第2の再帰的組織畳込み符号化器24の後段に、デインタリーブ25を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続のコンバージョン2による演算処理を効率的に実行することができるようになる。

つぎに、ターボ符号器1から2ビットの送信データ： $u_1, u_2$  と2ビットの冗長データ： $u_a, u_b$  を受け取ったコンバージョン2では、受信側において各送信データに対する訂正能力が均一になるような演算処理を行う。

たとえば、コンバージョン2がない状態で、送信データ： $u_1, u_2$  と冗長データ： $u_a, u_b$  を送信した場合、受信側においては、受信信号： $u_a', u_b'$  ( $'$  は伝送路のノイズやフェージングの影響を受けた受信信号を表す) を用いて、元の



送信データ： $u_1$ ,  $u_2$ を推定することになる。しかしながら、この場合、第1の再帰的組織畳込み符号化器21の出力に相当する受信データ： $u_a$ と、各インタリーバと第2の再帰的組織畳込み符号化器24と各デインタリーバを経由して出力された受信データ： $u_b$ とでは、それぞれの誤り訂正能力が異なるため、第7  
5 図に示すように、ビット誤りの確率に差がでてしまう。そこで、本実施の形態においては、以下の計算式を実行することで、受信側におけるビット誤り率の均一化を図る。

$$v_1 = u_2 + u_a \quad (3)$$

$$v_0 = u_2 \quad (4)$$

10  $w_1 = u_2 + u_1 + u_a + u_b \quad (5)$

$$w_0 = u_2 + u_1 \quad (6)$$

なお、上記 $v$ および $w$ は、それぞれが第4図(a)に示す各トーンに対応する。

このように、本実施の形態においては、符号器内に上記ターボ符号器1とコンバージョン2とを備えることにより、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に  
15 適用可能とし、さらに、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。なお、本実施の形態においては、符号器内に上記ターボ符号器1とコンバージョン2とを備える構成としたが、これに限らず、たとえば、上記ビット誤り率の差を許容した場合には、コンバージョン2を削除し、さらに  
20 演算量を削減させることが可能となる。また、本実施の形態においては、変調方式として、16QAM方式を一例として説明を行ったが、これに限らず、その他の変調方式(256QAM等)を用いた場合においても、同様の効果を得ることができる。

つぎに、第1図(b)に示す復号器の動作について説明する。なお、本実施の  
25 形態では、多値直交振幅変調(QAM)として、たとえば、16QAM方式を採用し、さらにマルチキャリアのうちの2つのトーンについて復号処理を行う場合

について説明する。また、本実施の形態の符号器においては、受信データの下位 2 ビットに対してターボ復号を実施し、軟判定により元の送信データを推定し、他の上位ビットについては、受信データを第 2 の判定器 19 で硬判定することにより、元の送信データを推定する。ただし、受信信号  $L_{cy} : V_0, V_1, V_2, V_3, W_0, W_1, W_2, W_3$  は、それぞれ前記送信側の出力： $v_0, v_1, v_2, v_3, w_0, w_1, w_2, w_3$  に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

まず、受信信号  $L_{cy} : V_0, V_1, W_0, W_1$  を受け取ったターボ復号器では、まず、第 1 の復号器 11 が、これらの受信信号から推定される推定情報ビット： $u_{1k}, u_{2k}$  の対数尤度比： $L(u_{1k}), L(u_{2k})$  を算出する（ $k$  は時刻を表す）。なお、対数尤度比を算出する復号器としては、たとえば、既知の最大事後確率復号器（MAP アルゴリズム：Maximum A-Posteriori）が用いられることが多いが、たとえば、既知のビタビ復号器を用いることとしてもよい。

このとき、対数尤度比： $L(u_{1k}), L(u_{2k})$  は、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} L(u_{1k}') &= L_{cy} + L_a(u_{1k}) + L_e(u_{1k}) \\ &= L_n \frac{\Pr(u_{1k}'=1 \mid \{L_{cy}\})}{\Pr(u_{1k}'=0 \mid \{L_{cy}\})} \dots \dots \dots (7) \end{aligned}$$

15

$$\begin{aligned} L(u_{2k}') &= L_{cy} + L_a(u_{2k}) + L_e(u_{2k}) \\ &= L_n \frac{\Pr(u_{2k}'=1 \mid \{L_{cy}\})}{\Pr(u_{2k}'=0 \mid \{L_{cy}\})} \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

なお、本実施の形態において、 $L_e(u_{1k})$ 、 $L_e(u_{2k})$  は外部情報を表し、  
 $L_a(u_{1k})$ 、 $L_a(u_{2k})$  は1つ前の外部情報である事前情報を表し、 $P_r(u_{1k}^- = 1 \mid \{Lcy\})$  は、受信信号の全系列： $\{Lcy\}$  を受け取った状態で推  
 定される推定情報ビット： $u_{1k}^-$  が1である事後確率を表し、 $P_r(u_{1k}^- = 0 \mid \{L$   
 5  $cy\})$  は $u_{1k}^-$  が0である事後確率を表し、 $P_r(u_{2k}^- = 1 \mid \{Lcy\})$  は、  
 受信信号の全系列： $\{Lcy\}$  を受け取った状態で推定される推定情報ビット：  
 $u_{2k}^-$  が1である事後確率を表し、 $P_r(u_{2k}^- = 0 \mid \{Lcy\})$  は $u_{2k}^-$  が0で  
 ある事後確率を表す。すなわち、(7) (8) 式では、 $u_{2k}^-$  が0である確率に  
 対する $u_{2k}^-$  が1である確率と、 $u_{1k}^-$  が0である確率に対する $u_{1k}^-$  が1である  
 10 確率と、を求めることとなる。

つぎに、加算器12では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号器  
 15 15に対する外部情報を算出する。外部情報： $L_e(u_{1k})$ 、 $L_e(u_{2k})$  は、上  
 記(7) (8) 式に基づいて、以下のように表すことができる。

$$L_e(u_{1k}) = L(u_{1k}^-) - Lcy - L_a(u_{1k}) \quad \dots (9)$$

$$15 \quad L_e(u_{2k}) = L(u_{2k}^-) - Lcy - L_a(u_{2k}) \quad \dots (10)$$

ただし、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(u_{1k}) = 0$ 、 $L_a(u_{2k}) = 0$ である。

つぎに、インタリーバ13および14では、受信信号 $Lcy$ と外部情報： $L_e(u_{1k})$ 、 $L_e(u_{2k})$  に対して信号の並べ替えを行う。そして、第2の復号器1  
 20 5では、第1の復号器11と同様に、受信信号 $Lcy$ 、および先に算出しておい  
 た事前情報： $L_a(u_{1k})$ 、 $L_a(u_{2k})$  に基づいて、対数尤度比： $L(u_{1k}^-)$ 、  
 $L(u_{2k}^-)$  を算出する。その後、加算器16では、加算器12と同様に、(9)  
 (10) 式を用いて、外部情報： $L_e(u_{1k})$ 、 $L_e(u_{2k})$  を算出する。このと  
 き、デインタリーブ17にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $L_a(u_{1k})$ 、  
 25  $L_a(u_{2k})$  として、前記第1の復号器11にフィードバックされる。

その後、上記ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数にわたって繰り返し

実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、最後に、第1の判定器18が、この対数尤度比に基づいて信号の判定を行い、もとの送信データを推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が $L(u_{1k}) > 0$ であれば、 $u_{1k}$ を1と判定し、 $L(u_{1k}) \leq 0$ であれば、 $u_{1k}$ を0と判定し、  
5 同様に、対数尤度比が $L(u_{2k}) > 0$ であれば、 $u_{2k}$ を1と判定し、 $L(u_{2k}) \leq 0$ であれば、 $u_{2k}$ を0と判定する。なお、同時に受信する受信信号 $Lcy: V_2, V_3, W_2, W_3$ については、第2の判定器19を用いて硬判定される。

このように、本実施の形態においては、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2  
10 ビットに対して軟判定を行うターボ復号器と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行う判定器と、を備えることにより、計算量の多い軟判定部分の削減と、従来と同様の良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。なお、本実施の形態のようなランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路にお  
15 いては、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号（リードソロモン）や他の既知の誤り訂正符号等との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる。

以上、説明したとおり、本発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化手段と演算手段とを備えることによ  
20 り、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。また、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行い、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と  
25 同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、と

いう効果を奏する。

- つぎの発明によれば、ターボ符号化手段にデインタリーブ処理手段を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算手段による演算処理を効率的に実行することが可能な通信装置
- 5    を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行う R-S 符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 10    つぎの発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化手段と演算手段とを備えることにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 15    つぎの発明によれば、ターボ符号化手段にデインタリーブ処理手段を追加する構成とすることにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算手段による演算処理を効率的に実行することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

- 20    つぎの発明によれば、各情報ビットに対するビット誤り率の差を許容した場合、演算手段を削除することにより、さらに演算量を削減させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においても、シンボル単位での誤り訂正を行う R-S 符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる、という効果を奏する。

- 25    つぎの発明によれば、特性劣化の可能性がある受信信号の下位 2 ビットに対して軟判定を行い、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことに

より、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路において、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、マルチキャリア変復調方式を用いた通信に適用可能とし、さらに、ターボ符号化ステップと演算ステップとを含むことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。また、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対して軟判定を行い、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行うことにより、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、計算量の多い軟判定部分の削減、および従来と同様の良好な伝送特性を実現することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ターボ符号化ステップにデインタリーブ処理ステップを追加することにより、送信データと冗長データの時刻を合わせることが可能となり、後続の演算ステップによる演算処理を効率的に実行することが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路において、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号との併用により、さらに優れた伝送特性を得ることが可能な通信方法を得ることができる、という効果を奏する。

- 以上のように、本発明にかかる通信装置は、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式を用いたデータ通信に有用であり、特に既設の電話回線を使用して数メガビット／秒の高速デジタル通信を行うADSL通信方式およびHDSL通信方式等のxDSL通信方式に適している。
- 5

## 請 求 の 範 囲

1. 誤り訂正符号として、ターボ符号を採用する通信装置において、

送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことによ  
5 り、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1お  
よび第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段と、

前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対す  
る誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信デー  
タにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算手段と、

10 受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットと  
を抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力（な  
い場合も含む）に基づいて軟判定を行う第1の復号手段と、

さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第  
1の復号手段からの軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前  
15 の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段と、

前記第1の復号手段と前記第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって  
繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビッ  
トを推定する第1の判定手段と、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビット  
20 を推定する第2の判定手段と、

を備えることを特徴とする通信装置。

2. 前記ターボ符号化手段は、

インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ  
25 処理を行うデインタリーブ処理手段を備え、

前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴



とする請求の範囲第1項に記載の通信装置。

3. リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、

送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、

受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴

5 とする請求の範囲第1項に記載の通信装置。

4. インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備え、  
その符号化結果を送信する通信装置において、

前記符号器は、

10 複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定  
数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情  
報ビットと、前記各情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタ  
リーブ処理後の各情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力す  
るターボ符号化手段と、

15 前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対す  
る誤り訂正能力を均一にするための演算を行う演算手段と、

を備え、

前記演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果と  
して出力することを特徴とする通信装置。

20

5. 前記ターボ符号化手段は、

前記第2の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理  
手段を備え、

前記各情報ビットと、前記第1の冗長ビットと、前記デインタリーブ処理後の  
25 第2の冗長ビットと、の時刻を合わせて出力することを特徴とする請求の範囲第  
4項に記載の通信装置。

6. リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施することを特徴とする請求の範囲第4項に記載の通信装置。

5

7. インタリーブ処理を符号化に取り入れたターボ符号を採用する符号器を備え、その符号化結果を送信する通信装置において、

前記符号器は、

10 複数ビットで構成される送信データを受け取り、前記送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、前記情報ビットを畳込み符号化した第1の冗長ビットと、インタリーブ処理後の情報ビットを畳込み符号化した第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化手段を備え、

15 前記各情報ビットと、前記第1および第2の冗長ビットに加えて、前記送信データにおけるその他のビットを符号化結果として出力することを特徴とする通信装置。

20 8. リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施することを特徴とする請求の範囲第7項に記載の通信装置。

9. ターボ符号化された受信信号を軟判定により復号する復号器を備える通信装置において、

前記復号器は、

25 前記受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと、畳込み符号化された第1の冗長ビットと、を抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えら

れた1つ前の軟判定出力(ない場合も含む)に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行う第1の復号手段と、

前記受信信号における所定数の下位ビットから、前記符号器側の出力数に応じた情報ビットと、前記第1の冗長ビットと異なる方法で畳込み符号化された第2  
5 の冗長ビットと、を抽出し、その後、抽出結果と、前記第1の復号手段からの軟判定出力に基づいて、前記情報ビットの軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力として前記第1の復号手段に通知する第2の復号手段と、

前記第1の復号手段と第2の復号手段による軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号手段の軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを  
10 推定する第1の判定手段と、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定手段と、

を備えることを特徴とする通信装置。

15 10. 送信側がリードソロモン符号とターボ符号とを併用している場合、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする請求の範囲第9項に記載の通信装置。

20 11. 送信データにおける所定数の下位ビットに対してターボ符号化を行うことにより、前記所定数に応じた情報ビットと、異なる手順で畳込み符号化された第1および第2の冗長ビットと、を出力するターボ符号化ステップと、

前記所定数の情報ビットと前記各冗長ビットとを用いて、各情報ビットに対する誤り訂正能力を均一にするための演算を行い、その演算結果と、前記送信データにおけるその他のビットと、を符号化結果として出力する演算ステップと、

25 受信信号における所定数の下位ビットから、情報ビットと第1の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、事前情報として与えられた1つ前の軟判定出力(な

い場合も含む)に基づいて軟判定を行う第1の復号ステップと、

さらに、情報ビットと第2の冗長ビットとを抽出し、その抽出結果と、前記第1の復号ステップにおける軟判定出力に基づいて軟判定を行い、その結果を前記1つ前の軟判定出力とする第2の復号ステップと、

- 5 前記第1の復号ステップと前記第2の復号ステップによる軟判定を所定回数にわたって繰り返し実行後、前記第2の復号ステップによる軟判定出力に基づいて、もとの情報ビットを推定する第1の判定ステップと、

前記受信信号における他のビットを硬判定することにより、もとの情報ビットを推定する第2の判定ステップと、

- 10 を含むことを特徴とする通信方法。

1 2. 前記ターボ符号化ステップにあつては、

インタリーブ処理後に符号化された一方の冗長ビットに対してデインタリーブ処理を行うデインタリーブ処理ステップを含み、

- 15 前記各情報ビットと前記各冗長ビットとの時刻を合わせて出力することを特徴とする請求の範囲第11項記載の通信方法。

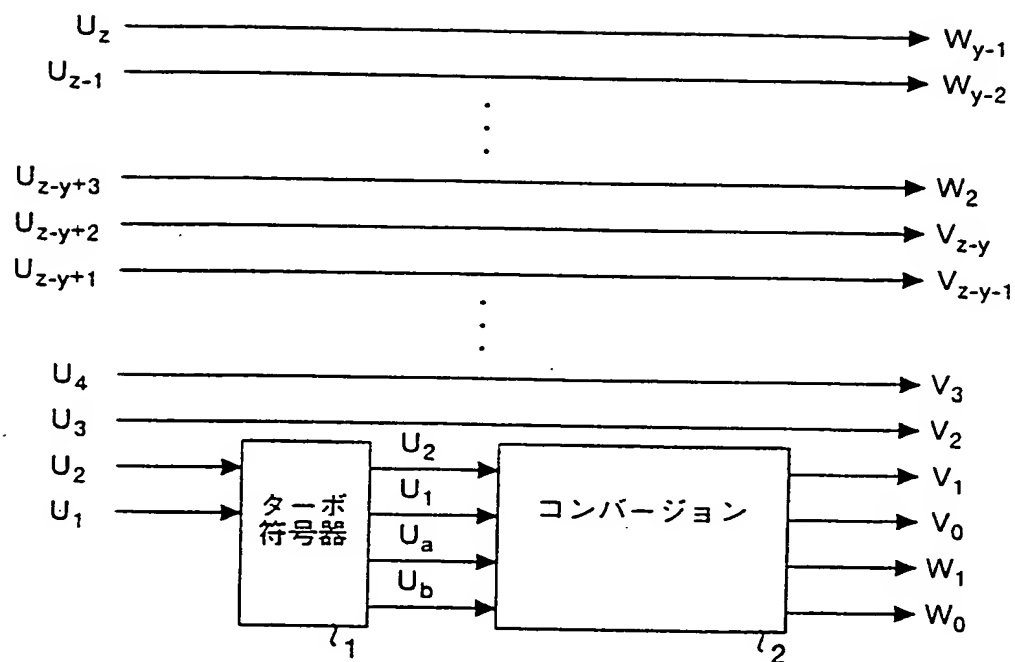
1 3. リードソロモン符号とターボ符号とを併用することとし、

送信側では、リードソロモン符号化後、ターボ符号化を実施し、

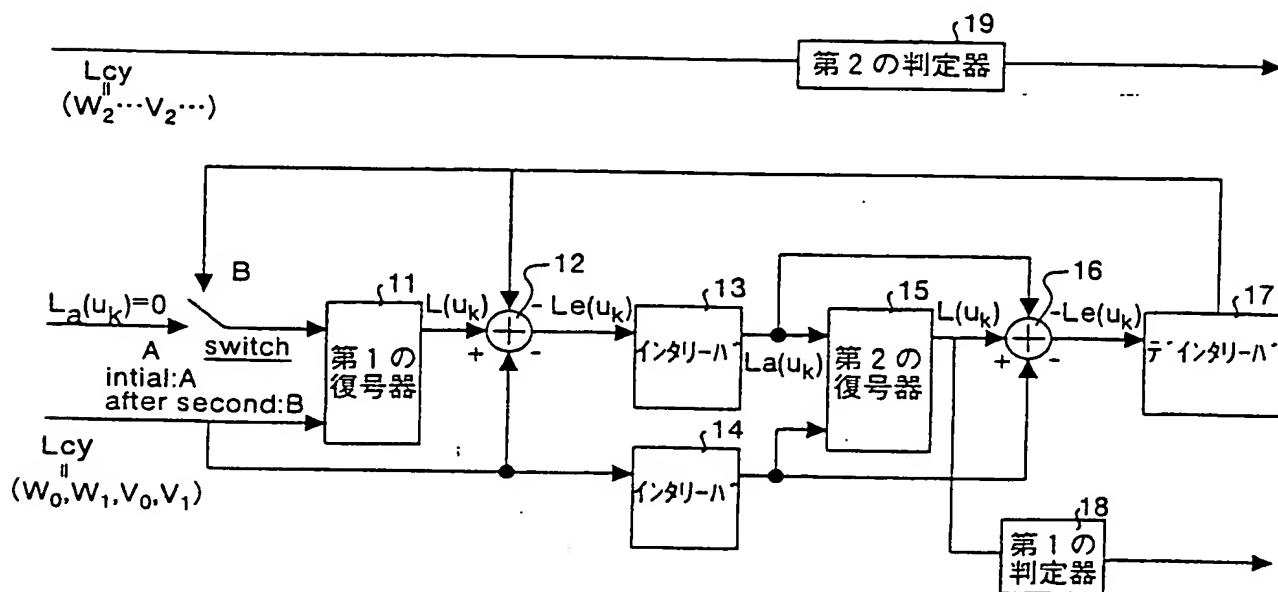
- 20 受信側では、ターボ符号を復号後、リードソロモン符号を復号することを特徴とする請求の範囲第11項に記載の通信方法。

## 第1図

(a)

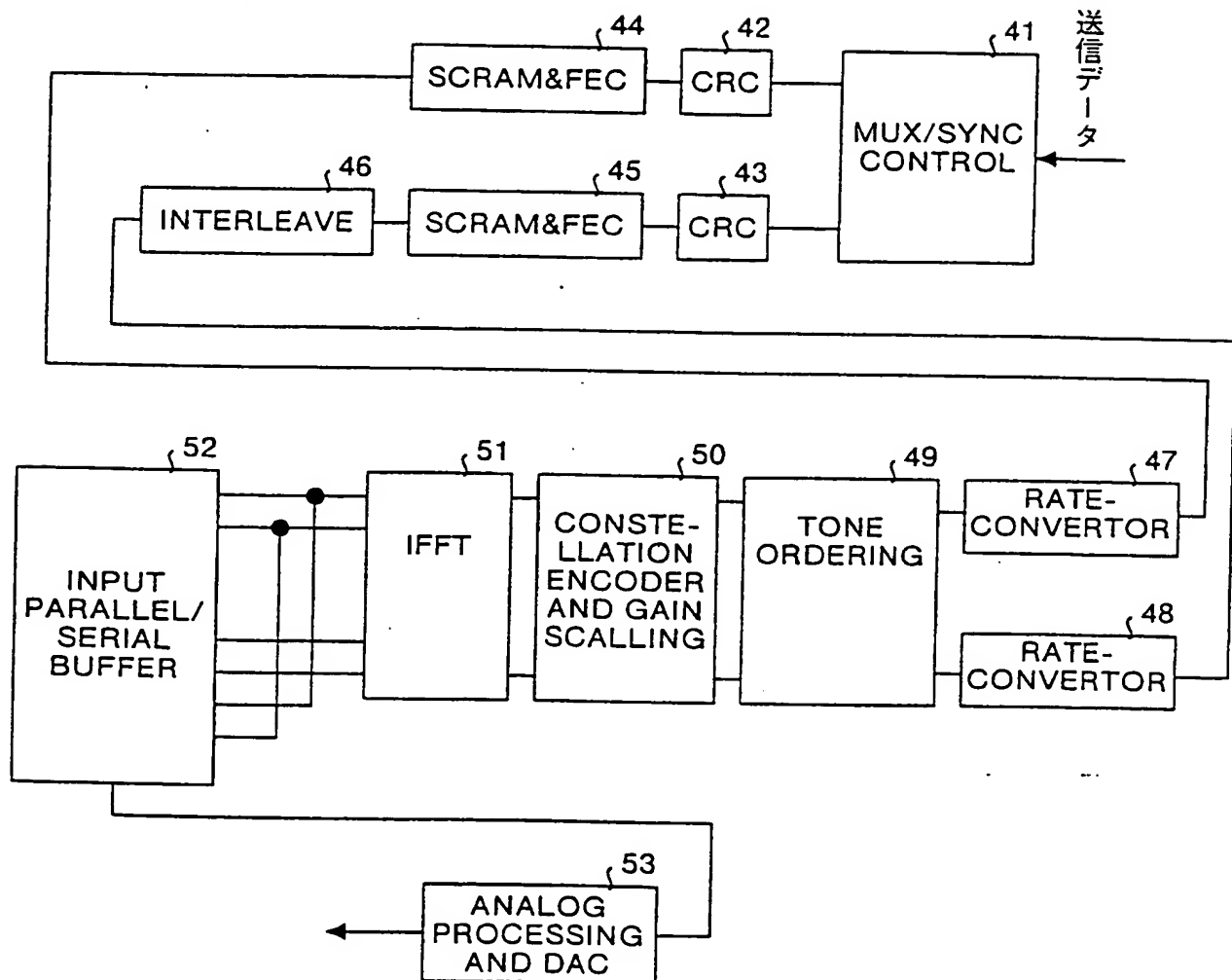


(b)



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

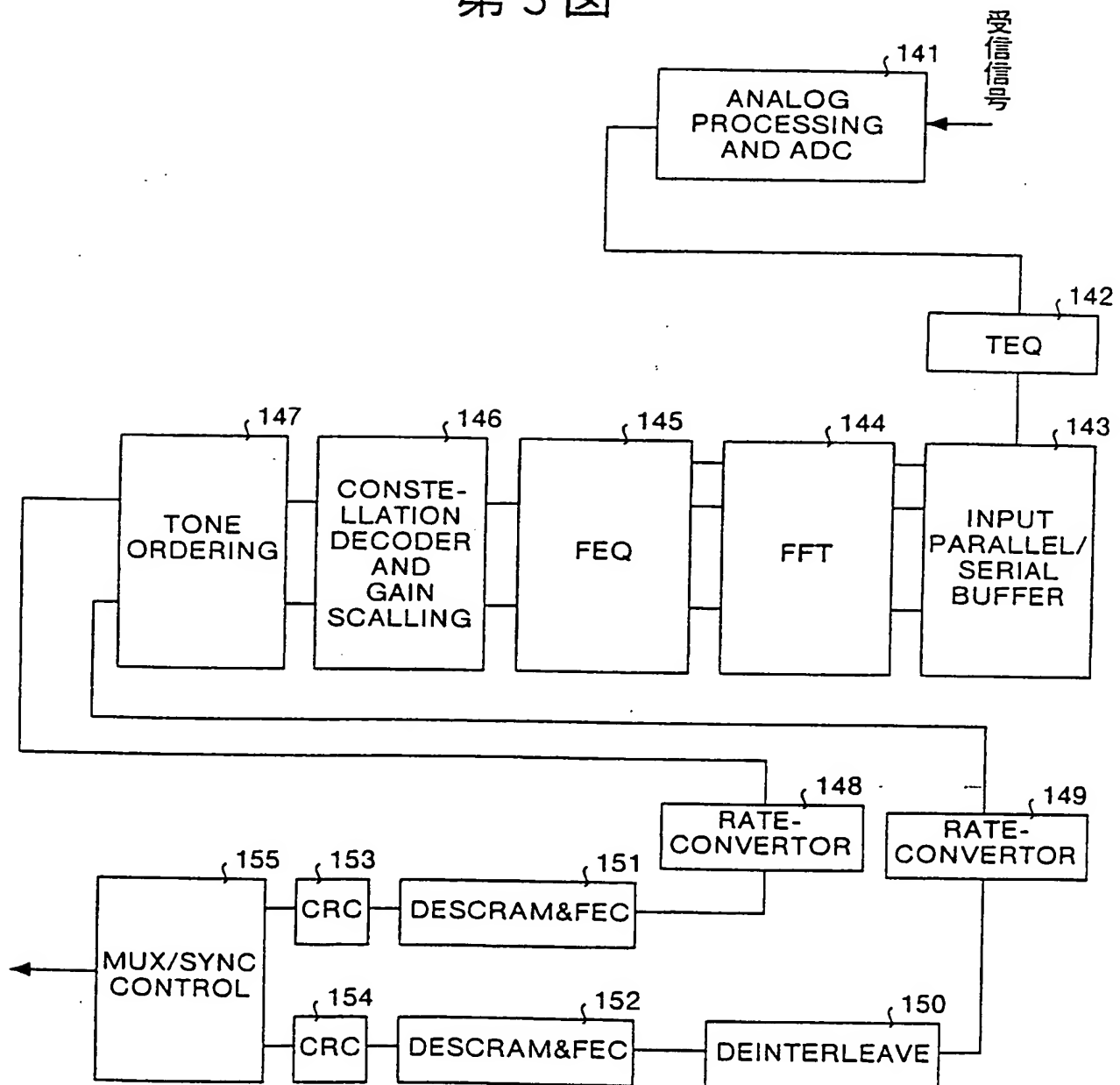
## 第2図



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

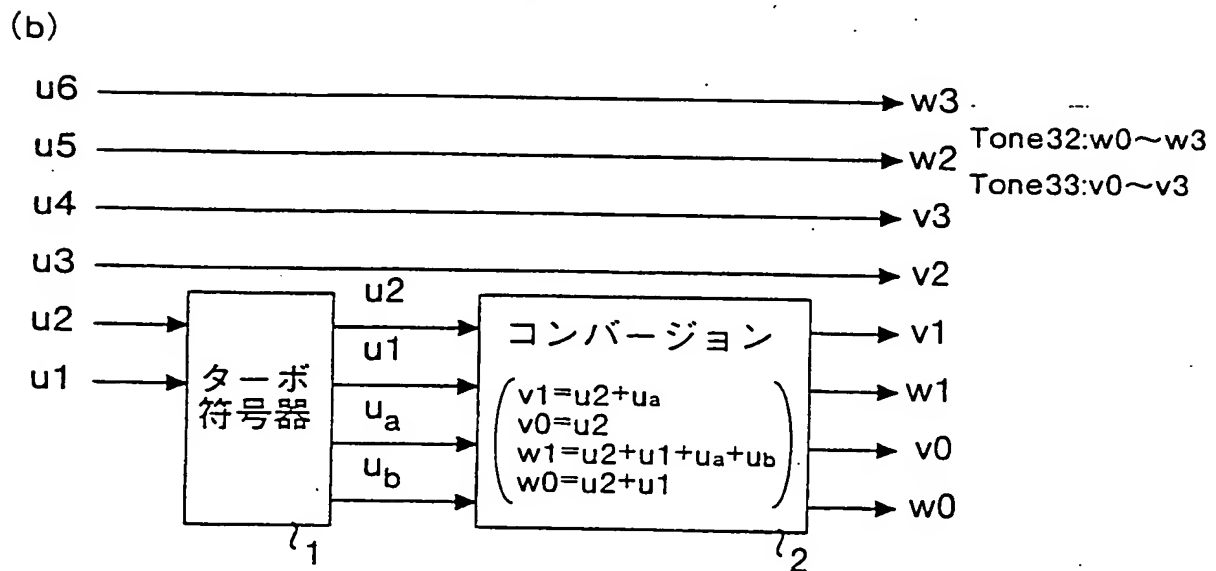
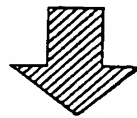
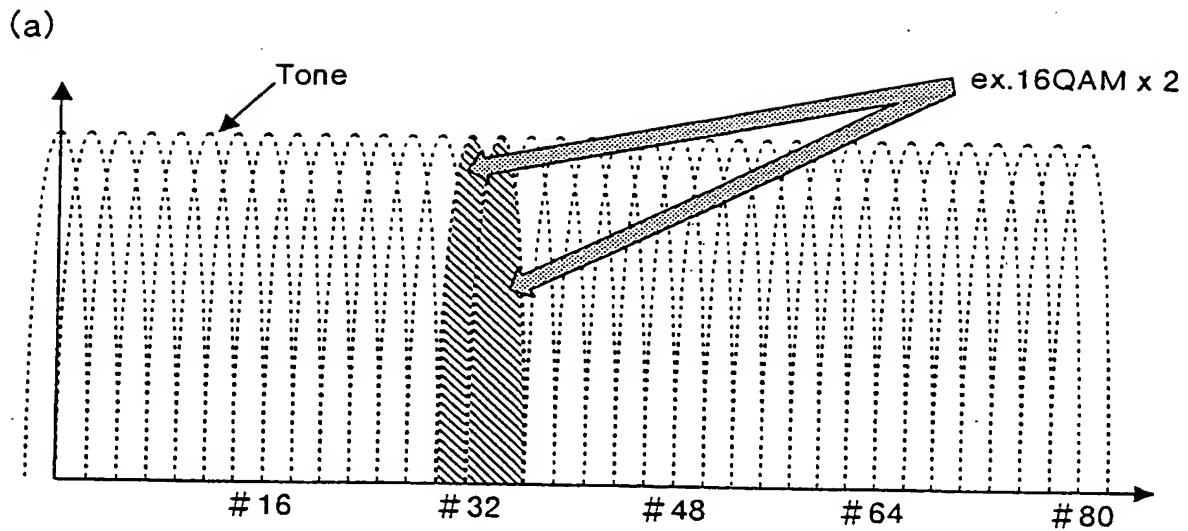


第 3 図



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

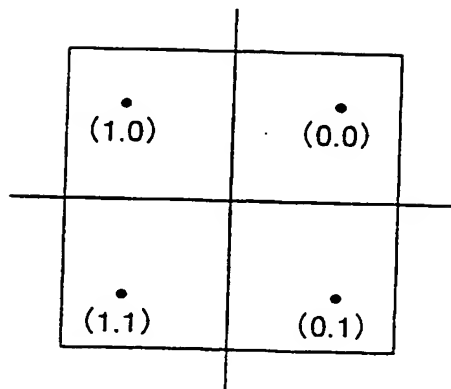
## 第4図



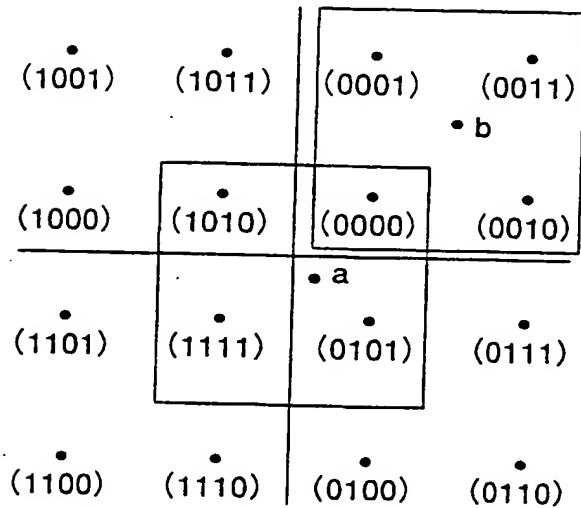
**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

# 第 5 図

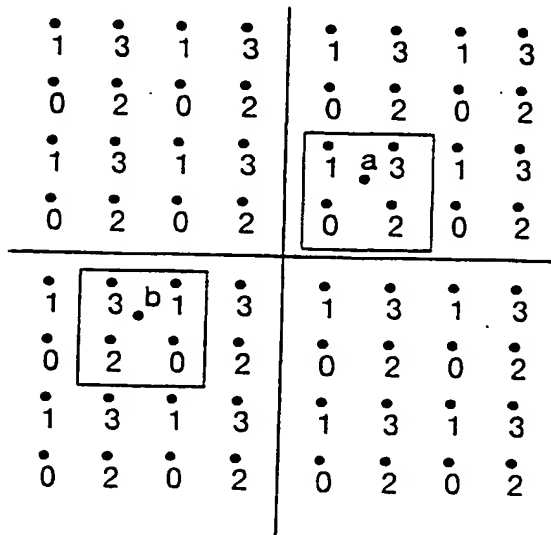
(a)



(b)

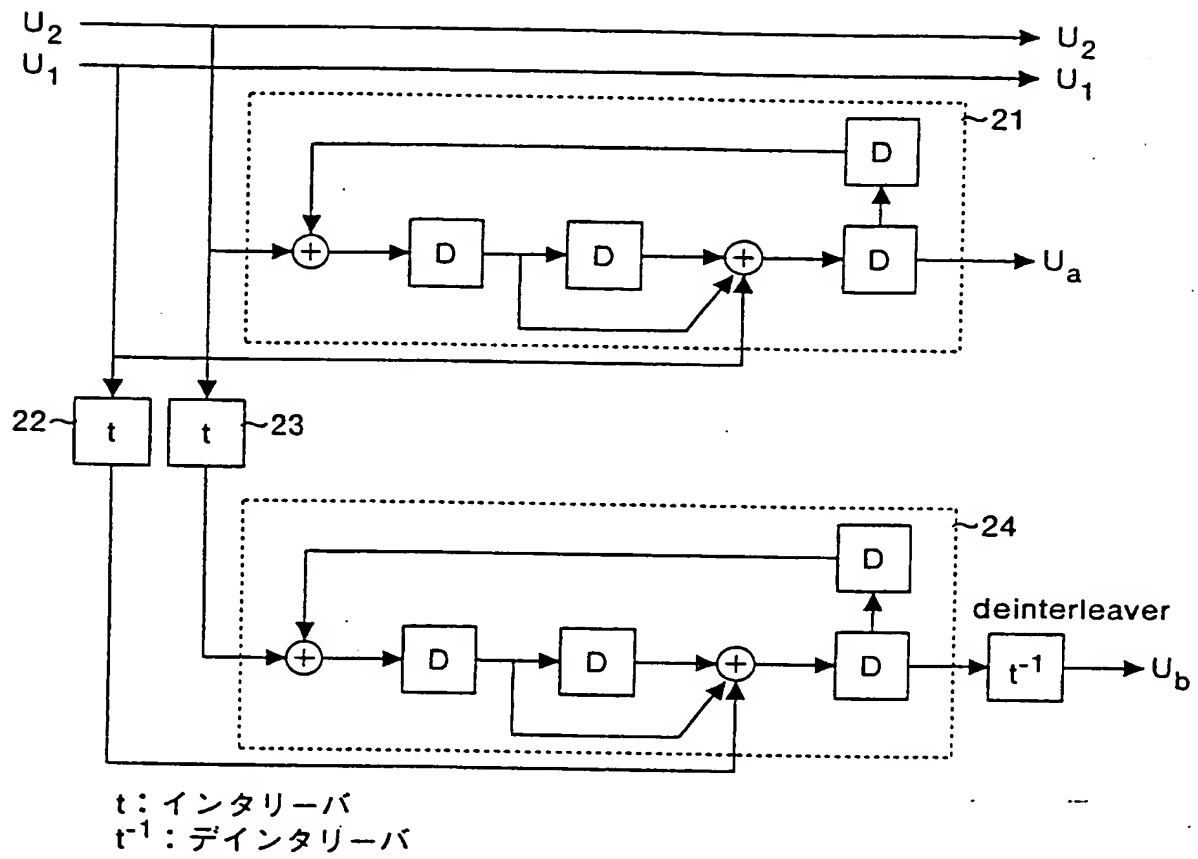


(c)



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

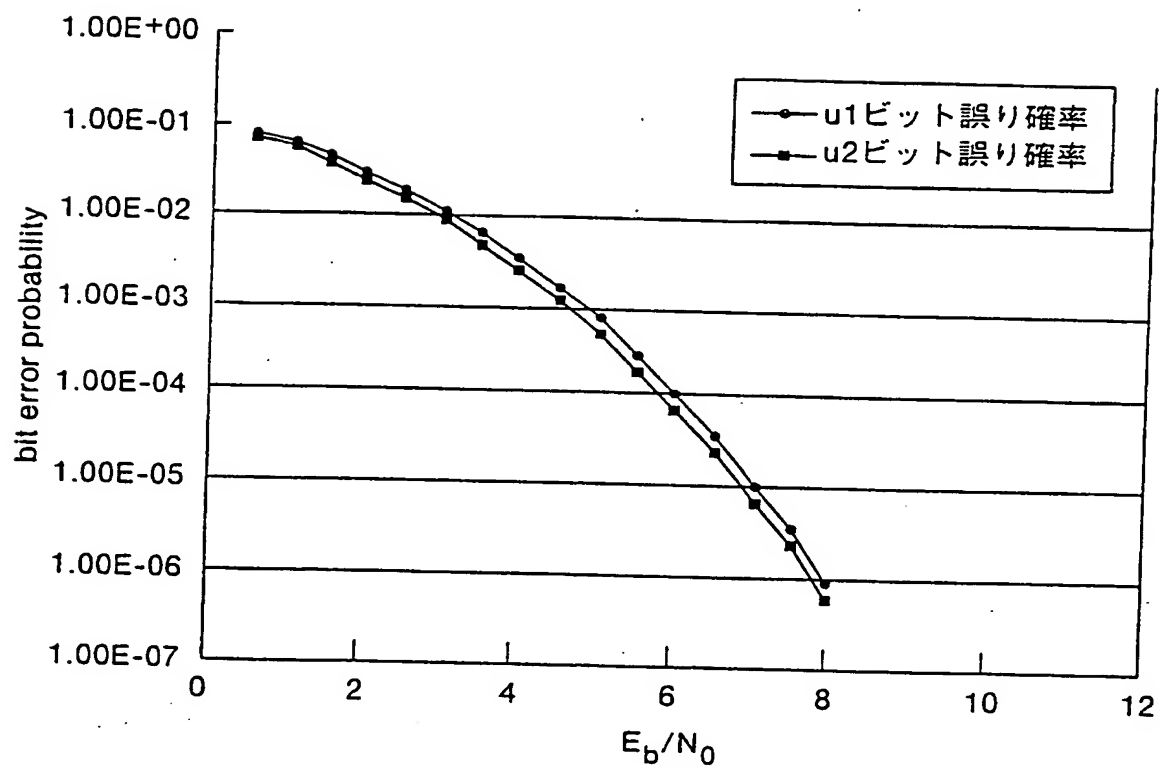
第 6 図



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



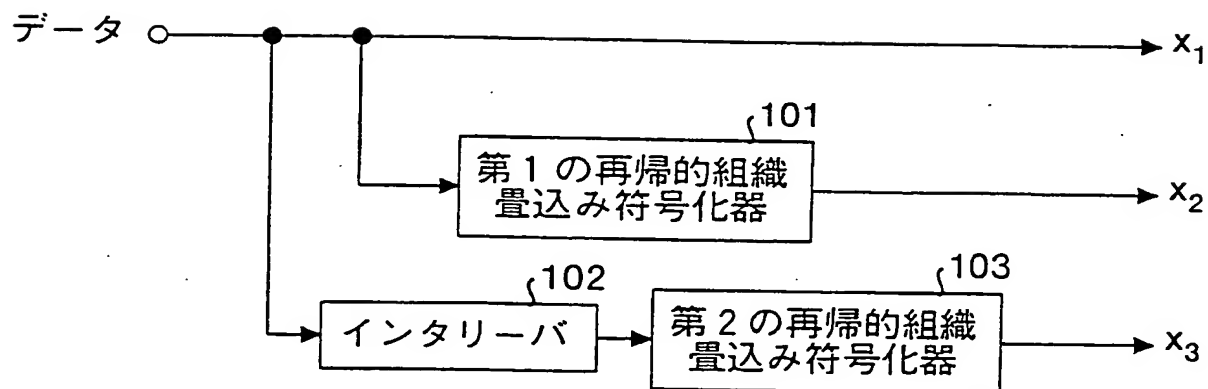
## 第7図



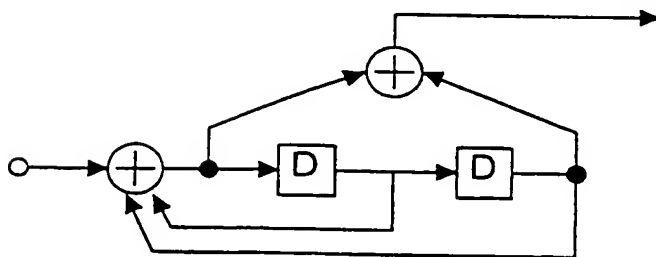
**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

## 第 8 図

(a)

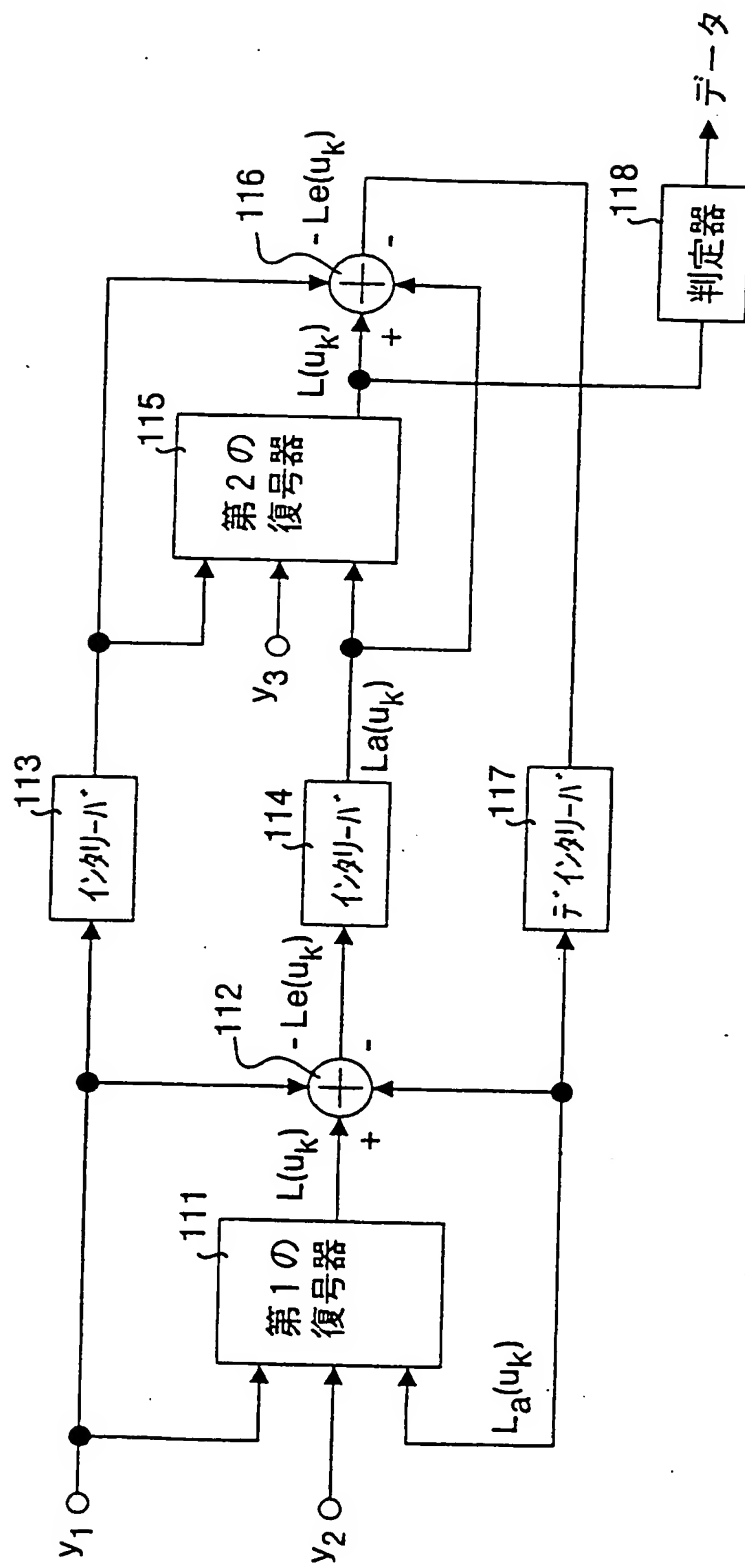


(b)



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

第9図



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**